

Docket No.: 61355-055

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of	:	Customer Number: 20277
	:	
Kantaro YOSHIMOTO, et al.	:	Confirmation Number:
	:	
Serial No.:	:	Group Art Unit:
	:	
Filed: April 1, 2004	:	Examiner:
	:	
For: MOTOR CONTROL APPARATUS AND MOTOR CONTROL METHOD		

**CLAIM OF PRIORITY AND
TRANSMITTAL OF CERTIFIED PRIORITY DOCUMENT**

Mail Stop CPD
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

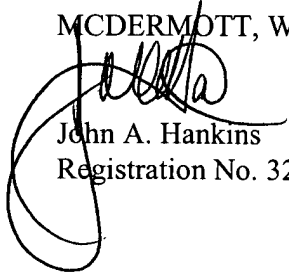
In accordance with the provisions of 35 U.S.C. 119, Applicants hereby claim the priority of:

Japanese Patent Application No. 2003-102480, filed April 7, 2003

cited in the Declaration of the present application. A certified copy is submitted herewith.

Respectfully submitted,

MCDERMOTT, WILL & EMERY



John A. Hankins
Registration No. 32,029

600 13th Street, N.W.
Washington, DC 20005-3096
(202) 756-8000 JAH:mcw
Facsimile: (202) 756-8087
Date: April 1, 2004

WDC99 901280-1.061355.0055



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

61355-055
K. YOSHIMOTO et al.

~~March 31, 2004~~
April 1, 2004.

McDermott, Will & Emery

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2 0 0 3 年 4 月 7 日

出 願 番 号
Application Number: 特 願 2 0 0 3 - 1 0 2 4 8 0
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 1 0 2 4 8 0]

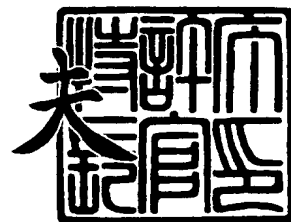
出 願 人
Applicant(s): 日 産 自 動 車 株 式 会 社



2 0 0 4 年 2 月 5 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康



出証番号 出証特 2 0 0 4 - 3 0 0 7 0 7 2

【書類名】 特許願

【整理番号】 NM02-02018

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 21/00

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区宝町 2 番地 日産自動車株式会
社内

 【氏名】 吉本 貫太郎

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区宝町 2 番地 日産自動車株式会
社内

 【氏名】 北島 康彦

【特許出願人】

 【識別番号】 000003997

 【氏名又は名称】 日産自動車株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100084412

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 永井 冬紀

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 004732

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モーター制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

三相交流モーターに流れる電流を検出する電流検出回路と、

前記モーターの回転に同期して回転する dq 座標系においてモーター電流の基本波成分をフィードバック制御する基本波電流制御回路と、

モーター電流の基本波成分の周波数の整数倍の周波数で回転する $dhqh$ 座標系においてモーター電流の高調波成分をフィードバック制御する高調波電流制御回路と、

前記基本波電流制御回路の出力と前記高調波電流制御回路の出力とを加算して交流電圧指令値を演算する指令値演算回路と、

前記交流電圧指令値に応じた三相交流電圧を生成して前記三相交流モーターに印加する電力変換回路とを備えたモーター制御装置において、

前記基本波電流制御回路における基本波電流指令値とモーター電流フィードバック値との制御偏差からモーター電流の高調波成分を除去する高調波成分除去回路を備えることを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載のモーター制御装置において、

前記高調波成分除去回路は、 $dhqh$ 座標系における高調波電流指令値を dq 座標系における高調波電流指令値へ座標変換し、この dq 座標系に変換した高調波電流指令値を前記基本波電流指令値に加算して高調波成分を含む dq 軸電流指令値を演算し、

前記基本波電流制御回路は、前記モーター電流フィードバック値が前記高調波成分を含む dq 軸電流指令値に一致するように前記モーター電流の基本波成分を制御することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載のモーター制御装置において、

前記モーターの回転速度を検出する回転速度検出回路と、

前記基本波電流指令値と前記モーター回転速度に基づいて、前記基本波電流制御回路の出力に対して d 軸と q 軸の干渉による影響を補償する非干渉制御回路と

前記基本波電流指令値、前記高調波電流指令値および前記モーター回転速度に基づいて、前記高調波電流制御回路の出力に対して前記モーターの速度起電力による影響を補償する速度起電力補償回路とを備えることを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 4】

請求項 2 に記載のモーター制御装置において、

前記モーターの回転速度を検出する回転速度検出回路と、

前記 d q 座標系に変換した高調波電流指令値、前記高調波成分を含む d q 軸電流指令値および前記モーター回転速度に基づいて、前記基本波電流制御回路の出力に対して d 軸と q 軸の干渉による影響を補償する非干渉制御回路と、

前記高調波電流指令値と前記モーター回転速度に基づいて、前記高調波電流制御回路の出力に対して前記モーターの速度起電力による影響を補償する速度起電力補償回路とを備えることを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 に記載のモーター制御装置において、

前記高調波成分除去回路は、dhqh座標系における高調波電流指令値を d q 座標系における高調波電流指令値へ座標変換し、前記基本波電流制御回路のモーター電流フィードバック値から前記 d q 座標系に変換した高調波電流指令値を減算して基本波成分のモーター電流フィードバック値を演算し、

前記基本波電流制御回路は、前記基本波成分のモーター電流フィードバック値が前記基本波電流指令値に一致するように前記モーター電流の基本波成分を制御することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 6】

請求項 1 に記載のモーター制御装置において、

前記高調波成分除去回路は、前記モーター電流フィードバック値をハイパスフィルター処理し、前記モーター電流フィードバックから前記ハイパスフィルター

処理結果を減算して基本波成分のモーター電流フィードバック値を演算し、

前記基本波電流制御回路は、前記基本波成分のモーター電流フィードバック値が前記基本波電流処理値に一致するように前記モーター電流の基本波成分を制御することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 7】

請求項 1 に記載のモーター制御装置において、

前記高調波成分除去回路は、前記モーター電流フィードバック値をローパスフィルター処理して基本波成分のモーター電流フィードバック値を演算し、

前記基本波電流制御回路は、前記基本波成分のモーター電流フィードバック値が前記基本波電流処理値に一致するように前記モーター電流の基本波成分を制御することを特徴とするモーター制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明はモーターの制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

永久磁石式同期モーターは、ブラシなどの機械的な磨耗品を必要とせず、また小型で高効率であるため、電気自動車の駆動モーターなどに広く用いられている。理想的な永久磁石式同期モーターでは、永久磁石による電機子鎖交磁束が位相に対して正弦波状に変化するが、磁束に歪みがある場合には、一般的に用いられるベクトル制御でモーター電流を制御しただけでは、モーターの高調波電流に起因したトルクリップルの発生や、モーター効率の悪化などの問題がある。

【0003】

このような問題を解決するために、モーター電流の基本波成分と高調波成分とを、それぞれ同期して回転する $d-q$ 座標系と $dhqh$ 座標系において別個に制御するようにしたモーター制御装置が知られている（例えば特許文献 1 参照）。

【0004】

この出願の発明に関連する先行技術文献としては次のものがある。

【特許文献1】

特開 2002-223600 号公報

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上述した従来のモーター制御装置では、高調波電流制御を行う場合に高調波電流指令値を変化させると、次のような問題が発生する。

【0006】

高調波電流制御では、検出したモーター電流に含まれる高調波成分を抽出し、その高調波電流成分を dqh 座標系に変換した後、高調波電流制御器にて高調波電流がその指令値に一致するように制御している。一方、基本波電流制御では、検出したモーター電流を dq 座標系に変換し、基本波電流制御器にて基本波電流がその指令値に一致するように制御している。後者の基本波電流制御器の入力になるモーター電流には高調波成分が含まれるが、基本波電流制御器はモーター電流を基本波電流指令値に一致させるように制御するため、高調波電流成分を抑制しようとする。この結果、電流過渡応答において、高調波電流の指令値への追従性に影響を与え、制御設計時に期待した高調波電流の制御応答を得ることが難しいという問題がある。

【0007】

この問題は、基本波電流制御器の応答周波数以下の周波数の高調波電流に対して顕著に顕れ、高調波電流制御の応答性が低下する。この高調波電流制御を、加減速を頻繁に繰り返す車両の駆動モーターに適用する場合には、高調波電流の指令値への追従性が低下するため、加減速時のトルクリップルが十分に低減されず、効率も向上しない。

【0008】

本発明は、高調波電流制御における指令値へ追従性を向上させたモーター制御装置を提供するものである。

【0009】

【課題を解決するための手段】

本発明は、基本波電流制御回路における基本波電流指令値とモーター電流フィ

ードバック値との制御偏差からモーター電流の高調波成分を除去する。

【0010】

【発明の効果】

本発明によれば、高調波電流制御における指令値へ追従性が向上する。

【0011】

【発明の実施の形態】

三相交流における永久磁石式同期モーターの回路方程式は、次のように表すことができる。

【数1】

【数 1】

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_u & pM_{uv} & pM_{wu} \\ pM_{uv} & R + pL_v & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{vw} & R + pL_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix}$$

数式1において、 v_u 、 v_v 、 v_w は各相電圧、 i_u 、 i_v 、 i_w は各相電流、 e_u 、 e_v 、 e_w は磁石による各相速度起電力、 L_u 、 L_v 、 L_w は各相自己インダクタンス、 M_{uv} 、 M_{vw} 、 M_{wu} は相間相互インダクタンス、 R は電機子抵抗、 p は微分演算子（ $=d/dt$ ）である。

【0012】

ここで、インダクタンスの空間的な変化を含めて表すと、自己・相互インダクタンスは数式2と数式3で表すことができる。

【数 2】

【数 2】

$$\begin{aligned}
 L_u &= L_0 + \sum L_n \cos 2n\theta_e \\
 L_v &= L_0 + \sum L_n \cos n \left(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi \right) \\
 L_w &= L_0 + \sum L_n \cos n \left(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi \right)
 \end{aligned}$$

【数 3】

【数 3】

$$\begin{aligned}
 M_{uv} &= -\frac{1}{2}L_0 + \sum L_n \cos n \left(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi \right) \\
 M_{vw} &= -\frac{1}{2}L_0 + \sum L_n \cos 2n\theta_e \\
 M_{wu} &= -\frac{1}{2}L_0 + \sum L_n \cos n \left(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi \right)
 \end{aligned}$$

数式 2 および数式 3 において、 θ_e は電氣的なローターの位相を表す。また、 n は自然数である。

【0013】

また、永久磁石による速度起電力 e_u 、 e_v 、 e_w は、高調波電流成分を含めて表すと次式で表される。

【数 4】

【数 4】

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = -\omega_e \begin{bmatrix} \phi' \sin \theta_e + \sum \phi'_m \sin(m\theta_e) \\ \phi' \sin(\theta_e - 2/3\pi) + \sum \phi'_m \sin(m(\theta_e - 2/3\pi)) \\ \phi' \sin(\theta_e + 2/3\pi) + \sum \phi'_m \sin(m(\theta_e + 2/3\pi)) \end{bmatrix}$$

数式 4 において、 ω_e は電氣的な角速度、 ϕ' は鎖交磁束の基本波成分、 ϕ_m' は鎖交磁束の高調波成分、 m は 2 以上の自然数を表す。

【0014】

図 1 は、一般的なベクトル制御による三相同期モーターの制御ブロック図である。後述する本願発明の一実施の形態の説明を理解しやすくするために、図 1 により従来公知のベクトル制御を参考例として説明する。

【0015】

三相同期モーター 11 の U 相電流 i_u と W 相電流 i_w を電流センサー 9 a、9 b により検出し、 $dq \leftarrow 3$ 相変換器 6 により三相交流電流 i_u 、 i_w から dq 軸電流 i_d 、 i_q へ座標変換を行う。 dq 座標系は、三相同期モーター 11 の磁石磁束の基本波成分に同期して回転する座標系である。この $dq \leftarrow 3$ 相変換器 6 で用いる位相 θ_e は、三相同期モーター 11 のローター位置を電氣的な位相として表すもので、エンコーダーやレゾルバーなどの回転位置センサー 10 によりローター位置を検出し、このローター位置に基づいて位相速度演算器 8 で電氣的な位相 θ_e を求める。位相速度演算器 8 ではまた、位相 θ_e の時間微分より三相同期モーター 11 の電氣的角速度 ω_e を演算する。

【0016】

$dq \leftarrow 3$ 相変換器 6 により求められた d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q は、フィードバック制御によって所望の d 軸電流指令値 i_d^* 、 q 軸電流指令値 i_q^* に制御される。まず、減算器 1 a、1 b により d 軸電流指令値 i_d^* と d 軸電流 i_d 、 q 軸電流指令値 i_q^* と q 軸電流 i_q の各電流制御偏差 $(i_d^* - i_d)$ 、 $(i_q^* - i_q)$ を求める。次に、PI 制御を用いた dq 軸電流制御器 2 により d 軸電流制御と q 軸電流制御を行って、上記電流制御偏差を 0 にする d 軸制御電圧 v_d と q 軸制御電圧 v_q を求める。一方、非干渉制御器 3 では、 d 軸と q 軸の干渉に対するフィードフォワード補償を行うために、モーター角速度 ω_e と dq 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* に基づいて d 軸補償電圧 v_{d_cmp} と q 軸補償電圧 v_{q_cmp} を次式により求める。

【数 5】

$$v_{d_cmp} = -L_q \cdot \omega_e \cdot i_q^*$$

【数 6】

$$v_{q_cmp} = \omega_e \cdot (L_d \cdot i_d^* + \phi)$$

数式 5 および数式 6 において、 L_q は q 軸インダクタンスの基本波成分、 L_d は d 軸インダクタンスの基本波成分、 $\phi = \sqrt{3/2} \cdot \phi'$ である。

【0017】

次に、加算器 4 a、4 b により、 d q 軸電流制御器 2 から出力される d q 軸制御電圧 v_d 、 v_q と、非干渉制御器 3 から出力される d q 軸補償電圧 v_{d_cmp} 、 v_{q_cmp} とをそれぞれ加算することによって、 d 軸制御電圧指令値 v_d^* と q 軸制御電圧指令値 v_q^* を求める。 d $q \rightarrow 3$ 相変換器 5 では、 d q 軸制御電圧 v_d^* 、 v_q^* を三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* へ変換する。インバータ 7 は、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* にしたがって PWM 変調を行い、直流電源 7 a の直流電力を三相交流電力に変換して三相同期モーター 11 へ供給する。

【0018】

三相同期モーター 11 の高調波電流を d q 軸高調波電流としてベクトル制御を行う場合、 d 軸電流と q 軸電流の応答周波数には制御周期と P I 電流制御器のゲインに応じた限界があるため、高い周波数の高調波電流を制御することは困難である。そこで、以下に説明するように、基本波の整数倍で回転する座標系でモーターの高調波電流を制御する。

【0019】

《発明の第 1 の実施の形態》

図 2 は第 1 の実施の形態の構成を示すブロック図である。なお、図 1 に示す機器と同様な機器に対しては同一の符号を付して相違点を中心に説明する。

【0020】

制御対象の高調波電流に同期して回転する座標系を新たに $dhqh$ 座標系として設定し、この $dhqh$ 座標系で高調波電流を制御する。図 2 に示すモーター制御装置は、モーター 11 の回転に同期して回転する d q 軸座標系においてモーター電流の基本波成分をフィードバック制御する d q 軸電流制御器（基本波電流制御器）2 と、モーター電流の基本波成分の周波数の整数倍の周波数で回転する直交座標系、すなわち $dhqh$ 座標系においてモーター電流の高調波成分をフィードバック制御

する dhqh 軸電流制御器（高調波電流制御器）15 とを備えている。

【0021】

まず、dq 軸電流に含まれる高調波電流を高調波抽出部 12 により抽出する。この高調波抽出部 12 では、図 3 に示すように、dq 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* をローパスフィルター LPF 12a、12b に通し、電流応答予測値 i_{d_i} と i_{q_i} をそれぞれ得る。ここで、ローパスフィルター LPF 12a、12b のカットオフ周波数は、dq 軸電流制御器 2 の制御応答周波数に設定する。得られた電流応答予測値 i_{d_i} を減算器 12c により d 軸電流 i_d から減算するとともに、電流応答予測値 i_{q_i} を減算器 12d により q 軸電流 i_q から減算し、dq 軸高調波電流 i_{d_high} と i_{q_high} を演算する。

【0022】

なお、図 4 に示すように、高調波抽出部 12 のローパスフィルター 12a、12b を省略し、d 軸電流指令値 i_d^* を d 軸電流 i_d から減算するとともに、q 軸電流指令値 i_q^* を q 軸電流 i_q から減算したものを dq 軸高調波電流 i_{d_high} 、 i_{q_high} としてもよい。

【0023】

図 3 に示す電流応答予測値 i_{d_i} 、 i_{q_i} を用いる場合は、dq 軸電流応答が dq 軸電流制御器 2 の制御設計時の応答周波数により近くなる。これに対して、ローパスフィルター 12a、12b を省略した図 4 に示す構成は演算量が少なく、dq 軸電流応答は制御設計時の応答周波数よりも高くなる。

【0024】

高調波抽出部 12 で得られた dq 軸高調波電流 i_{d_high} 、 i_{q_high} を、dhqh \leftarrow dq 変換器 13 により dhqh 座標系へ変換する。この dhqh \leftarrow dq 変換器 13 で用いる位相 θ_{eh} は、dq 座標系における高調波の次数 k により次式で求められる。

【数 7】

$$\theta_{eh} = k \cdot \theta_e$$

【0025】

また、高調波電流の三相交流座標系における次数 q と dq 座標系における次数 k との関係は表 1 で表され、三相交流座標系の 5 次高調波電流は dq 座標系の

6次高調波電流になり、 $k = -6$ である。また、三相交流座標系の7次高調波電流はd q座標系の6次高調波電流になり、 $k = 6$ である。

【表1】

3相交流での 次数	dq座標での次 数 k
$q=1,4,7,\dots$	$k = q-1$
$q=2,5,8,\dots$	$k = -q-1$

【表1】

【0026】

次に、減算器14a、14bによって高調波電流指令値 i_{dh}^* 、 i_{qh}^* からdhqh座標系に変換された高調波電流 i_{dh} 、 i_{qh} を減算し、高調波電流制御偏差 ($i_{dh}^* - i_{dh}$)、($i_{qh}^* - i_{qh}$)を求める。dhqh軸電流制御器15は例えばPI制御器などで構成し、上記高調波電流制御偏差を0にするための制御出力電圧 v_{dh} 、 v_{qh} を演算する。

【0027】

dhqh座標系における回路方程式は、上記数式1に基づいて変形すると次式になる。

【数 8】

【数 8】

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} R & -\frac{3}{2}(k+1)L_0\omega \\ \frac{3}{2}(k+1)L_0\omega & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + \frac{3}{2}L_0p \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{dh0} \\ e_{qh0} \end{bmatrix} \\
& + \frac{3}{2}(-k+1)L_1\omega \begin{bmatrix} \sin 2\theta_{eh} & \cos 2\theta_{eh} \\ \cos 2\theta_{eh} & -\sin 2\theta_{eh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + \frac{3}{2}L_1 \begin{bmatrix} \cos 2\theta_{eh} & -\sin 2\theta_{eh} \\ -\sin 2\theta_{eh} & -\cos 2\theta_{eh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p i_{dh} \\ p i_{qh} \end{bmatrix} \\
& + \sum_n [X_{ndhqh}] + \sum_m [e_{mdhqh}]
\end{aligned}$$

数式 8 は、自己インダクタンスおよび相互インダクタンスと磁石の速度起電力の空間高調波を含む式であり、インダクタンスの空間高調波成分 X_{ndhqh} は表 2 で表され、磁石の速度起電力の空間高調波成分 e_{mdhqh} は表 3 で表される。これら表 2、表 3 より、高調波電流発生の主要因となる空間高調波成分を直流量として表現できる。

【表 2】

インダクタンスの空間高調波 $[X_{ndhgh}]$		
dhqh座標変換 $\theta_h = k\theta$	$n = 4, 7, 10 \dots$	$n = 2, 5, 8 \dots$
$k = 2n - 2$	$\frac{3}{2}(2n-1)L_n\omega \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$ $+ \frac{3}{2}L_n \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_d \\ pi_q \end{bmatrix}$	交流成分
$k = -(2n + 2)$	交流成分	$-\frac{3}{2}(2n+1)L_n\omega \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$ $+ \frac{3}{2}L_n \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_d \\ pi_q \end{bmatrix}$

【表2】

【表 3】

永久磁石による速度起電力の空間高調波 $[e_{mdhqh}]$		
dhqh座標変換 $\theta_h = k\theta$	$m = 4, 7, 10 \dots$	$m = 2, 5, 8 \dots$
$k = m - 1$	$\begin{bmatrix} 0 \\ m\sqrt{3/2}\phi'_m\omega \end{bmatrix}$	交流成分
$k = -m - 1$	交流成分	$\begin{bmatrix} 0 \\ -m\sqrt{3/2}\phi'_m\omega \end{bmatrix}$

【表 3】

【0028】

数式 8 において、速度起電力の項を見ると、 i_{dh} 、 i_{qh} によって生じる項、 i_d 、 i_q によって生じる項、磁石磁束の高調波成分によって発生する項が存在する。これらの速度起電力は、dhqh座標系における高調波電流制御の外乱である。dhqh速度起電力補償器 18 は、これら速度起電力の影響を補償するフィードフォワード補償器である。

【0029】

インダクタンス空間高調波の次数 $n = 2$ 、磁石磁束の空間高調波の次数 $m = 5$ とし、dhqh座標変換に用いる次数を $k = -6$ とする。この場合のdhqh回路方程式は、数式 8 に基づいて次式に変換される。

【数 9】

【数 9】

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} R & \frac{15}{2} L_0 \omega \\ -\frac{15}{2} L_0 \omega & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_0 P \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{dh0} \\ e_{qh0} \end{bmatrix} \\
 & + \frac{21}{2} L_1 \omega \begin{bmatrix} \sin 2\theta_h & \cos 2\theta_h \\ \cos 2\theta_h & -\sin 2\theta_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_1 \begin{bmatrix} \cos 2\theta_h & -\sin 2\theta_h \\ -\sin 2\theta_h & -\cos 2\theta_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p i_{dh} \\ p i_{qh} \end{bmatrix} \\
 & - \frac{15}{2} L_2 \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p i_d \\ p i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -5\sqrt{3/2}\phi'_5 \omega \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

【0030】

図5にdhqh速度起電力補償器18の構成を示す。dhqh速度起電力補償器18は、d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* 、dhqh軸電流指令値 i_{dh}^* 、 i_{qh}^* 、モーター角速度 ω_e 、およびインダクタンス L_0 、 L_2 と磁束の高調波成分 ϕ_5' のパラメータに基づいて、制御電圧 v_{dh_cmp} 、 v_{qh_cmp} を演算する。演算された制御電圧 v_{dh_cmp} 、 v_{qh_cmp} は、加算器19a、19bによりdhqh軸電流制御器15の制御出力 v_{dh} 、 v_{qh} と加算され、dhqh制御電圧 v_{dh}^* 、 v_{qh}^* が得られる。

【0031】

dhqh制御電圧 v_{dh}^* 、 v_{qh}^* はdhqh→3相変換器16により三相交流 v_u' 、 v_v' 、 v_w' へ変換され、加算器17a、17b、17cによりdq軸電流制御により得られた制御出力電圧 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* と各相ごとに加算され、電圧指令値 v_u'' 、 v_v'' 、 v_w'' が求められる。

【0032】

このような高調波電流制御系を通常のベクトル制御に追加することによって、モーターの高調波電流を一般的なベクトル制御よりも応答性良く制御することが可能になる。なお、複数の次数の高調波電流を制御する場合には、高調波電流制御系を制御対象の次数ごとに追加すればよい。

【0033】

このように構成された高調波電流制御を行って、qh電流制御指令値をステップ状に変化させた場合のdhqh軸電流応答を図6に示す。dh電流、qh電流ともに

過渡応答に乱れが現れる。これは次のような理由による。d q 軸電流制御器 2 の入力になる d q 軸電流 i_d 、 i_q には高調波成分が含まれるが、d q 軸電流制御器 2 は d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* に従うように制御出力を求めるため、高調波成分を抑制しようとする。すなわち、d q 軸電流制御器 2 が dhqh 軸電流制御へ干渉を起こすため、電流過渡応答において、dhqh 高調波電流の指令値への追従性に影響が現れたものである。

【0034】

次に、この第 1 の実施の形態では、上述した電流応答の問題を改善するために、dhqh 軸電流指令値 i_{dh}^* 、 i_{qh}^* を d q 座標系へ変換するための dhqh→d q 変換器 20 と、変換器 20 の出力 $i_{d_high}^*$ 、 $i_{q_high}^*$ と d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* とを加算するための加算器 21a、21b とを加える。

【0035】

dhqh→d q 変換器 20 における dhqh 軸電流指令値 i_{dh}^* 、 i_{qh}^* の d q 座標系への変換は次式による。

【数 10】

【数 10】

$$\begin{bmatrix} i_{d_high}^* \\ i_{q_high}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{eh} & -\sin \theta_{eh} \\ \sin \theta_{eh} & \cos \theta_{eh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh}^* \\ i_{qh}^* \end{bmatrix}$$

d q 座標系へ変換された高調波電流指令値 $i_{d_high}^*$ 、 $i_{q_high}^*$ は、加算器 21a、21b により d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* にそれぞれ加算され、d q 軸電流指令値 i_{dl}^* 、 i_{ql}^* が求められる。

【数 11】

$$i_{dl}^* = i_d^* + i_{d_high}^*,$$

【数 12】

$$i_{ql}^* = i_q^* + i_{q_high}^*$$

なお、d q 軸電流制御器 2 への入力は、減算器 1a、1b により上記 d q 軸電流

指令値 i_{dl}^* 、 i_{ql}^* と d q 軸電流 i_d 、 i_q の差分（電流制御偏差）を演算して求められる。

【0036】

第1の実施の形態の構成によれば、 d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* に高調波成分 $i_{d_high}^*$ 、 $i_{q_high}^*$ が加算され、この高調波電流成分を含む d q 軸電流指令値 i_{dl}^* 、 i_{ql}^* から高調波成分を含む d q 軸電流（フィードバック値） i_d 、 i_q が減算される。つまり、 d q 軸電流指令値 i_{dl}^* 、 i_{ql}^* に含まれる高調波成分と d q 軸電流フィードバック値 i_d 、 i_q に含まれる高調波成分とが相殺されることになり、 d q 軸電流制御器2への高調波成分の入力が阻止される。このため、 d q 軸電流制御器2により高調波電流が抑制されることがなく、 d q 軸電流制御と dh qh 軸電流制御とを完全に独立して行うことができる。したがって、高調波電流制御における指令値への追従性が向上し、この高調波電流制御を頻繁に加減速を行う車両に適用してもトルクリップルを低減し、効率を向上させることができる。

【0037】

また、第1の実施の形態では、 d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* とモーター回転速度 ω_e に基づいて、 d q 電流制御器2の出力 v_d 、 v_q に対して d 軸と q 軸の干渉による影響を補償する非干渉制御器3および加算器4a、4bと、 d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* 、 dh qh 軸電流指令値 i_{dh}^* 、 i_{qh}^* およびモーター回転速度 ω_e に基づいて、 dh qh 電流制御器15の出力 v_{dh} 、 v_{qh} に対してモーター11の速度起電力による影響を補償する dh qh 速度起電力補償器18および加算器19a、19bを設けたので、上記効果に加え、 d 軸と q 軸の干渉およびモーター速度起電力の影響が排除されて基本波電流制御および高調波電流制御の応答性をさらに向上させることができる。

【0038】

第1の実施の形態による qh 電流制御指令値をステップ状に変化させた場合の dh qh 軸電流応答を図7に示す。図7において、電流過渡変化にも乱れがなく、良好に dh qh 軸電流指令値へ追従していることがわかる。

【0039】

《発明の第2の実施の形態》

図8は第2の実施の形態の構成を示すブロック図である。なお、図1および図2に示す機器と同様な機器に対しては同一の符号を付して相違点を中心に説明する。この第2の実施の形態では、非干渉制御器3Aの入力を、第1の実施の形態のd-q軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* の変わりに、数式10によりd-q軸に変換した高調波電流指令値（数式11、12） $i_{d_high}^*$ 、 $i_{q_high}^*$ と、数式11、12により求めた高調波電流指令値を含むd-q軸電流指令値 i_{d1}^* 、 i_{q1}^* とを用いる。この第2の実施の形態では、d軸補償電圧 v_{d_cmp} とq軸補償電圧 v_{q_cmp} を次式により演算する。

【数13】

$$v_{d_cmp} = -L_q \cdot \omega_e \cdot i_{q1}^* - k \cdot L_d \cdot \omega_e \cdot i_{q_high}^*,$$

【数14】

$$v_{q_cmp} = \omega_e \cdot (L_d \cdot i_{d1}^* + \phi) + k \cdot L_q \cdot \omega_e \cdot i_{d_high}^*$$

これらの数式13、14は、上記数式5、6に対して、d-q座標系における高調波電流により発生する速度起電力を補償するための右辺第2項を加えたものである。

【0040】

また、非干渉制御器3Aにより高調波電流の速度起電力を補償することによって、図2に示す第1の実施の形態のdhqh速度起電力補償器18における演算を一部省略することができる。モーターのdhqh回路方程式が数式9で表される場合の、第2の実施の形態のdhqh速度起電力補償器18Aの構成例を図9に示す。図5に示すdhqh速度起電力補償器18の構成に比べ、第2の実施の形態のdhqh速度起電力補償器18Aではd-q軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* に対する演算を省略することができる。

【0041】

第2の実施の形態の構成によれば、d-q軸電流制御器2がdhqh軸電流制御へ干渉することなく、d-q軸電流制御とdhqh軸電流制御とを行うことができる。したがって、高調波電流制御における指令値への追従性が向上し、この高調波電流制御を頻繁に加減速を行う車両に適用してもトルクリップルを低減し、効率を向上させることができる。

【0042】

また、第2の実施の形態によれば、 dq 座標系に変換した $dhqh$ 軸電流指令値 i_{d_high*} 、 i_{q_high*} 、高調波成分を含む dq 軸電流指令値 i_{dl*} 、 i_{ql*} およびモーター回転速度 ω_e に基づいて、 dq 軸電流制御器2の出力 v_d 、 v_q に対して d 軸と q 軸の干渉による影響を補償する非干渉制御器3Aおよび加算器4a、4bと、 $dhqh$ 軸電流指令値 i_{dh*} 、 i_{qh*} とモーター回転速度 ω_e に基づいて、 $dhqh$ 電流制御器15の出力 v_{dh} 、 v_{qh} に対してモーター11の速度起電力による影響を補償する $dhqh$ 速度起電力補償器18Aおよび加算器19a、19bとを設けたので、上記効果に加え、 d 軸と q 軸の干渉およびモーター速度起電力の影響が排除されて基本波電流制御および高調波電流制御の応答性をさらに向上させることができる。

【0043】

《発明の第3の実施の形態》

図10は第3の実施の形態の構成を示すブロック図である。なお、図1および図2に示す機器と同様な機器に対しては同一の符号を付して相違点を中心に説明する。

【0044】

この第3の実施の形態では、高調波成分を含む dq 軸電流（フィードバック値） i_d 、 i_q から高調波成分 i_{d_high*} 、 i_{q_high*} （ $dhqh \rightarrow dq$ 変換器20の出力）を減算し、高調波成分を含まない基本波成分のみの dq 軸電流（フィードバック値）を生成し、基本波成分の dq 軸電流指令値 i_{d*} 、 i_{q*} との制御偏差に基づいて dq 軸電流を制御する。

【0045】

$dhqh \rightarrow dq$ 変換器20において、上記数式10により $dhqh$ 軸高調波電流指令値 i_{dh*} 、 i_{qh*} を dq 座標系へ変換する。次に、減算器22a、22bにより、高調波成分を含む dq 軸電流 i_d 、 i_q から高調波電流指令値 i_{d_high*} 、 i_{q_high*} を減算し、高調波成分を含まない基本波成分のみの dq 軸電流 i_{dl} 、 i_{ql} を求める。

【数15】

$$i_{dl} = i_d - i_{d_high*},$$

【数 16】

$$i_{ql} = i_q - i_{q_high*}$$

d q 軸電流制御器 2 への入力は、減算器 1 a、1 b により基本波成分のみの d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* と基本波成分のみの d q 軸電流（フィードバック値） i_{dl} 、 i_{ql} との差分（電流制御偏差） $(i_d^* - i_{dl})$ 、 $(i_q^* - i_{ql})$ を演算して求められる。

【0046】

第 3 の実施の形態の構成によって、d q 軸電流制御器 2 へ入力される d q 軸電流（フィードバック値） i_d 、 i_q から dhqh 制御対象の高調波成分が除去されることになり、d q 軸電流制御器 2 が dhqh 軸電流制御へ干渉することなく、d q 軸電流制御と dhqh 軸電流制御とを完全に独立して行うことができる。したがって、高調波電流制御における指令値への追従性が向上し、この高調波電流制御を頻繁に加減速を行う車両に適用してもトルクリップルを低減し、効率を向上させることができる。

【0047】

《発明の第 4 の実施の形態》

図 11 は第 4 の実施の形態の構成を示すブロック図である。なお、図 1 および図 2 に示す機器と同様な機器に対しては同一の符号を付して相違点を中心に説明する。

【0048】

この第 4 の実施の形態では、高調波電流抽出部をハイパスフィルタ 12 A を用いて構成し、d q 軸高調波電流 i_{d_high} 、 i_{q_high} を抽出する。そして、減算器 23 a、23 b により高調波成分が含まれる d q 軸電流（フィードバック値） i_d 、 i_q から上記 d q 軸高調波電流 i_{d_high} 、 i_{q_high} を減算し、高調波成分を含まない基本波成分のみの d q 軸電流を生成する。そして、基本波成分の d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* との制御偏差に基づいて d q 軸電流を制御する。

【0049】

この第 4 の実施の形態は、d p 軸電流 i_d 、 i_q をハイパスフィルタ 12 A と

同じカットオフ周波数を持つローパスフィルターを通過させたことと同じことになり、 dq 軸電流制御器 2 のフィードバックから高調波成分が除去される。このため、 dq 軸電流制御器 2 が $dhqh$ 軸電流制御へ干渉することなく、 dq 軸電流制御と $dhqh$ 軸電流制御とを完全に独立して行うことができる。したがって、高調波電流制御における指令値への追従性が向上し、この高調波電流制御を頻繁に加減速を行う車両に適用してもトルクリップルを低減し、効率を向上させることができる。

【0050】

なお、ローパスフィルターを用いて構成する場合には、 dq 軸電流 i_d 、 i_q をハイパスフィルター 12A と同じカットオフ周波数を持つローパスフィルターを通過させたものを dq 軸電流フィードバック値とすればよい。

【0051】

特許請求の範囲の構成要素と一実施の形態の構成要素との対応関係は次の通りである。すなわち、電流センサー 9a、9b が電流検出回路を、 dq 電流制御器 2 が基本波電流制御回路を、 $dhqh$ 電流制御器 15 が高調波電流制御回路を、 $dq \rightarrow 3$ 相変換器 5、 $dhqh \rightarrow 3$ 相変換器 16 および加算器 17a、17b、17c が指令値演算回路を、インバーター 7 が電力変換回路を、 $dhqh \rightarrow dq$ 変換器 20 および減算器 22a、22b、ハイパスフィルター 12A および加算器 23a、23b が高調波成分除去回路を、回転位置センサー 10 および位相速度演算器 8 が回転速度検出回路を、非干渉制御器 3、3A および加算器 4a、4b が非干渉制御回路を、 $dhqh$ 速度起電力補償器 18、18A および加算器 19a、19b が速度起電力補償回路をそれぞれ構成する。なお、本発明の特徴的な機能を損なわない限り、各構成要素は上記構成に限定されるものではない。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 一般的なベクトル制御による三相同期モーターの制御ブロック図である。

【図 2】 第 1 の実施の形態の構成を示す制御ブロック図である。

【図 3】 高調波抽出部の詳細な構成を示す図である。

【図 4】 高調波抽出部の他の詳細な構成を示す図である。

【図 5】 dhqh速度起電力補償器の詳細な構成を示す図である。

【図 6】 図 2 に示す構成の高調波電流制御により、qh電流制御指令値をステップ変化させた場合のdhqh軸電流応答を示す図である。

【図 7】 第 1 の実施の形態により qh電流制御指令値をステップ状に変化させた場合のdhqh軸電流応答を示す図である。

【図 8】 第 2 の実施の形態の構成を示す制御ブロック図である。

【図 9】 dhqh速度起電力補償器の詳細な構成を示す図である。

【図 10】 第 3 の実施の形態の構成を示す制御ブロック図である。

【図 11】 第 4 の実施の形態の構成を示す制御ブロック図である。

【符号の説明】

- 1 a、1 b 減算器
- 2 dq軸電流制御器
- 3 非干渉制御器
- 4 a、4 b 加算器
- 5 dq→3相変換器
- 6 dq←3相変換器
- 7 インバーター
- 7 a 直流電源
- 8 位相速度演算部
- 9 a、9 b 電流センサー
- 10 回転位置センサー
- 11 三相同期モーター
- 12 高調波抽出部
- 12 a、12 b ローパスフィルター
- 12 c、12 d 減算器
- 13 dhqh←dq変換器
- 14 a、14 b 減算器
- 15 dhqh軸電流制御器
- 16 dhqh→3相変換器

1 7 a、1 7 b、1 7 c 加算器

1 8、1 8 A dhqh速度起電力補償器

1 9 a、1 9 b 加算器

2 0 dhqh→d q 変換器

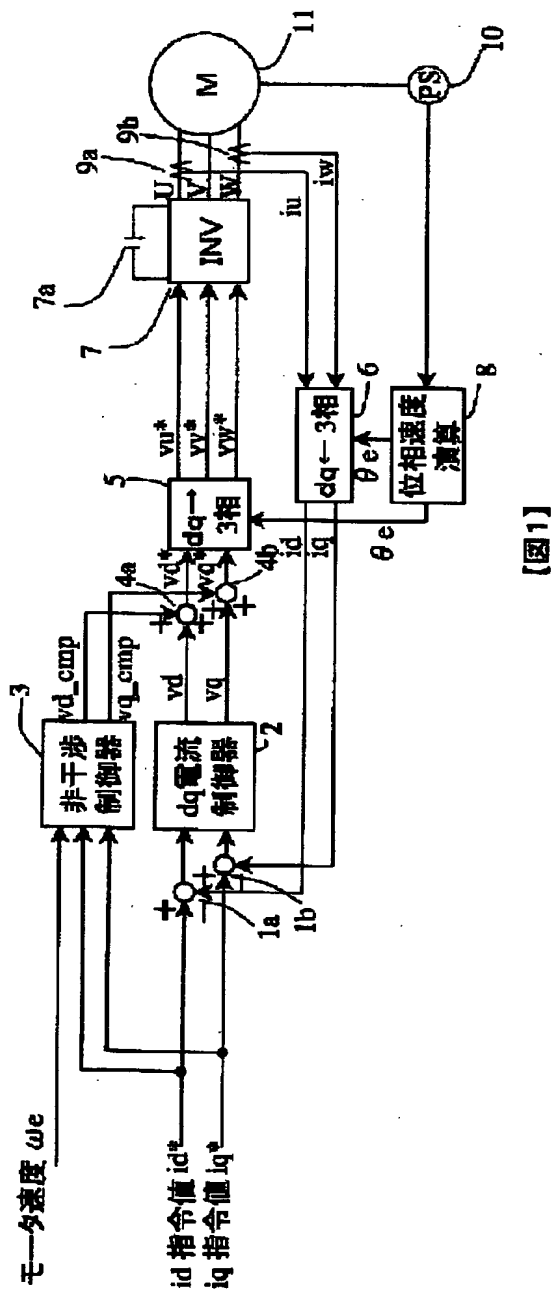
2 1 a、2 1 b 加算器

2 2 a、2 2 b、2 3 a、2 3 b 減算器

【書類名】

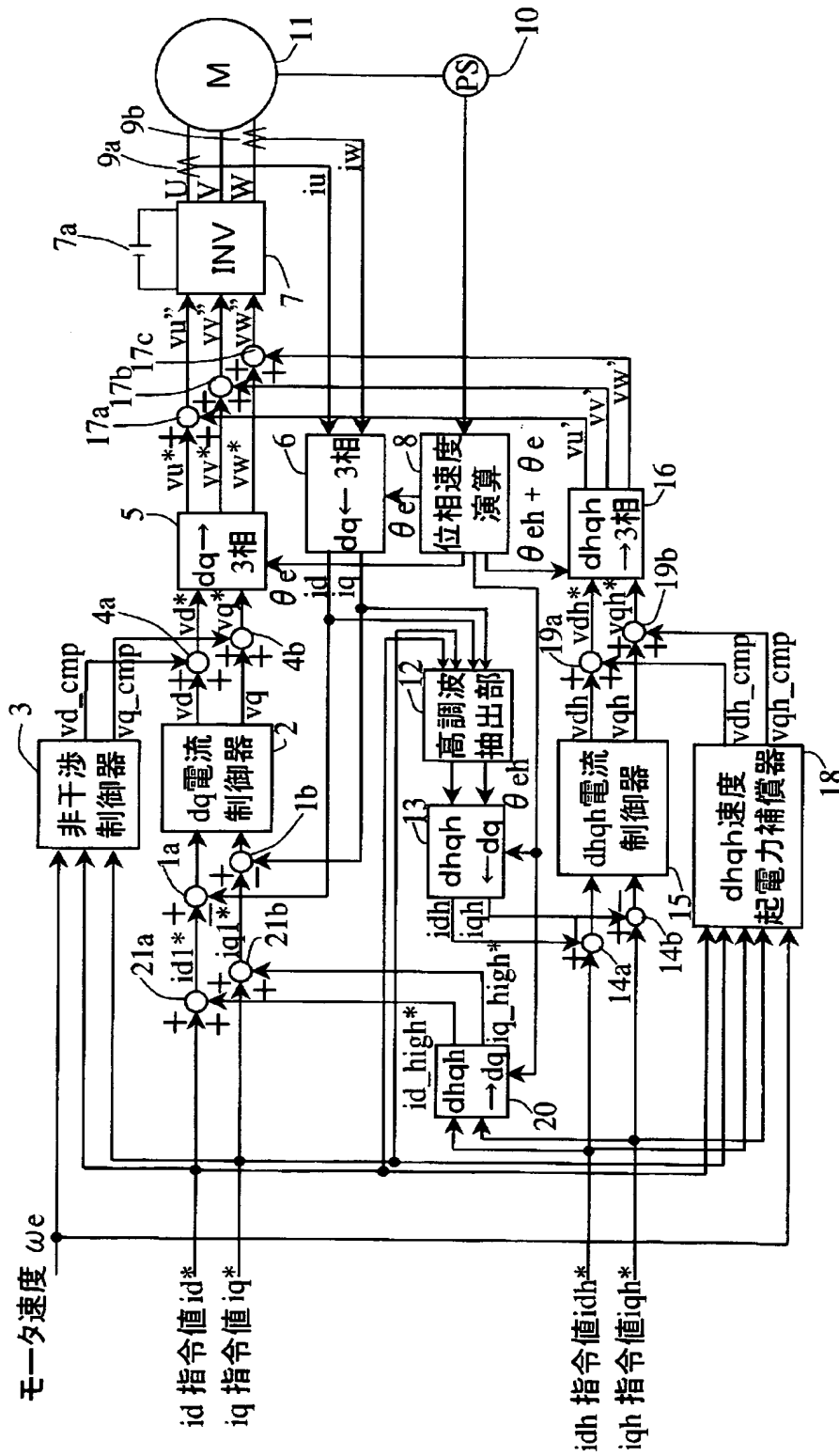
図面

【図 1】



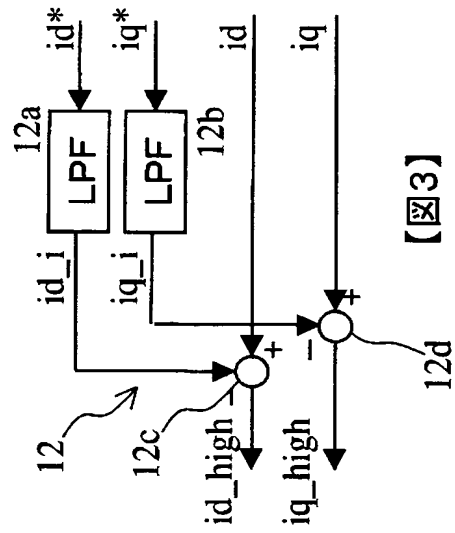
【図 1】

【図 2】



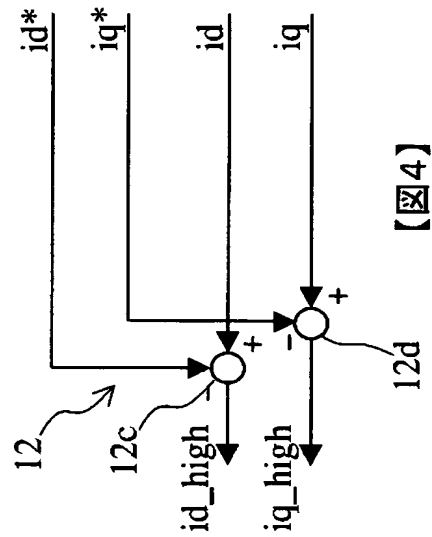
【図 2】

【図 3】



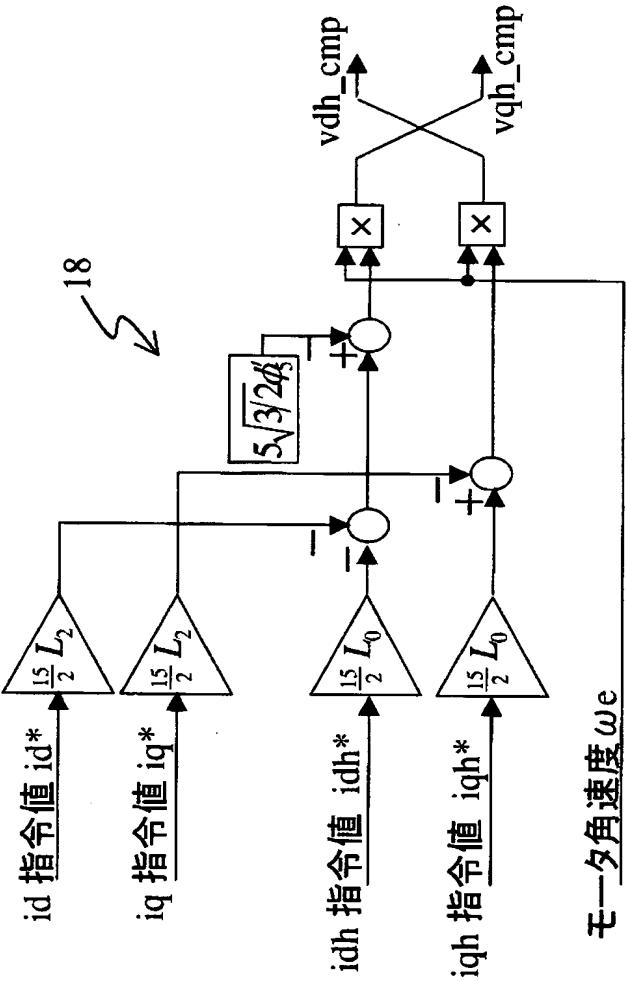
【図 3】

【図 4】



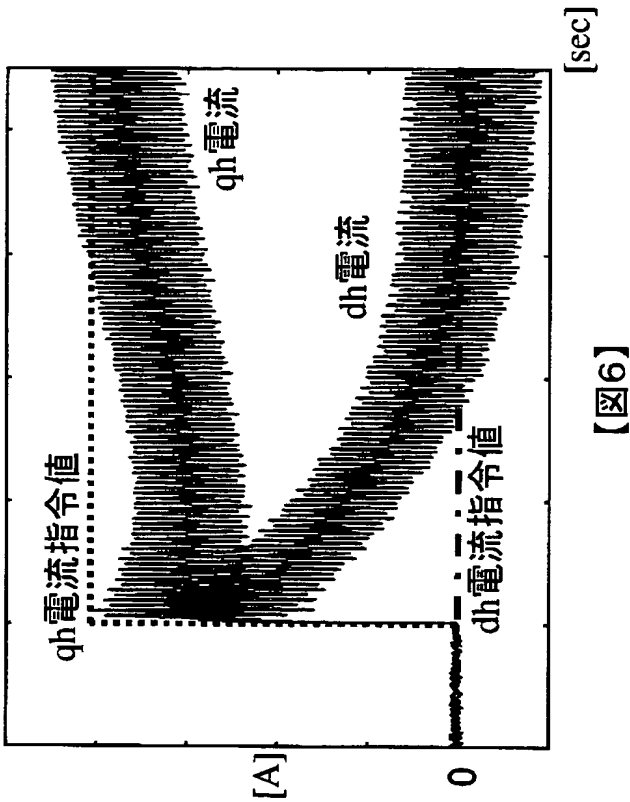
【図 4】

【図 5】

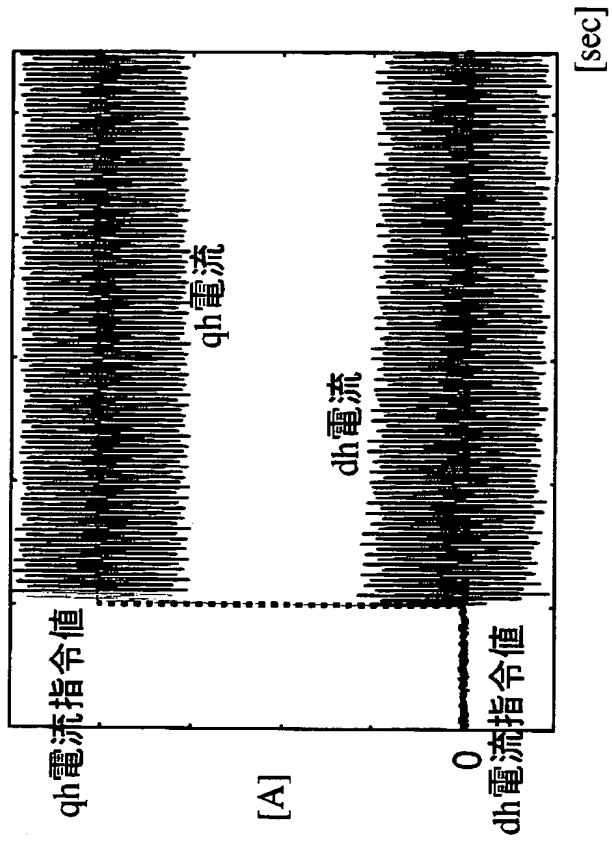


【図 5】

【図 6】

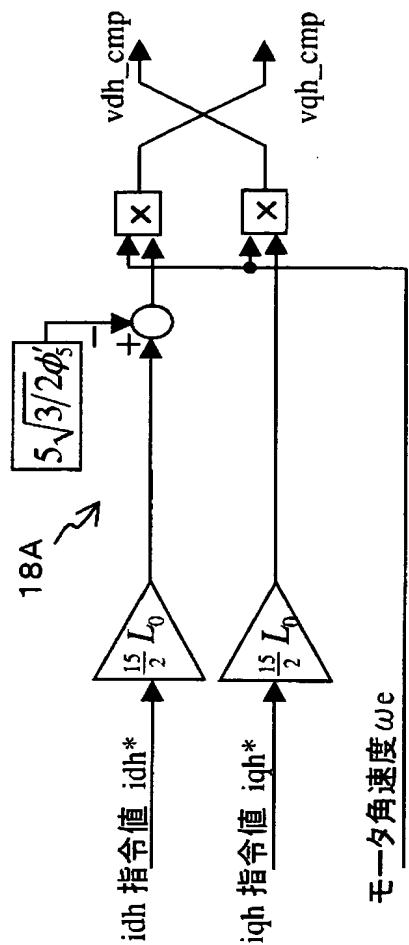


【図 7】



【図 7】

【図 9】



【図 9】

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 高調波電流制御における指令値へ追従性を向上させたモーター制御装置を提供する。

【解決手段】 モーターの回転に同期して回転する dq 座標系においてモーター電流の基本波成分をフィードバック制御する基本波電流制御回路 1a、1b、2、6 と、モーター電流の基本波成分の周波数の整数倍の周波数で回転する dqh 座標系においてモーター電流の高調波成分をフィードバック制御する高調波電流制御回路 12、13、14a、14b、15 とを備えたモーター制御装置において、基本波電流制御回路 1a、1b、2、6 における基本波電流指令値 i_d^* 、 i_q^* とモーター電流フィードバック値 i_d 、 i_q との制御偏差からモーター電流の高調波成分を除去する高調波成分除去回路 20、21a、21b を備える。

【選択図】 図 2

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 3 - 1 0 2 4 8 0
受付番号	5 0 3 0 0 5 7 0 6 8 2
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0 0 9 2
作成日	平成 1 5 年 4 月 8 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】	平成15年 4月 7日
-------	-------------

次頁無

特願 2 0 0 3 - 1 0 2 4 8 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 3 9 9 7]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

神奈川県横浜市神奈川区宝町 2 番地

氏 名

日産自動車株式会社